

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷
H04J 13/00

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 00130610.3

[43] 公开日 2002 年 4 月 24 日 [11] 公开号 CN 1346187A

[22] 申请日 2000.9.28 [21] 申请号 00130610.3
[71] 申请人 华为技术有限公司
地址 518057 广东省深圳市科技园科发路华为用
户服务中心大厦
[72] 发明人 周 雷 范 涛 曲秉玉

权利要求书 2 页 说明书 7 页 附图页数 0 页

[54] 发明名称 一种基于已知时延的信道估计方法
[57] 摘要

本发明公开了一种基于已知时延的信道估计方法，该方法在实时估计出当前时隙用户信道的多径参数的条件下，利用共轭梯度法对实时构造的结构矩阵进行信道估计，可以获得较接近实际的信道参数模型，同时在获得无偏信道估计的过程中避免对结构矩阵求逆所需进行的大量计算，同时又能够达到直接求逆的而获得的计算效果，因此本发明在提高信道估计准确度的同时，仍具有较高的信道估计效率。

ISSN 1008-4274

权 利 要 求 书

1、一种基于已知时延的信道估计方法，其特征在于，该方法包括以下步骤：

(1) 根据当前时隙的多径时延构造结构矩阵 G ；

(2) 初始化以下参数：自相关矩阵 R 、互相关向量 b 、加权向量 w 、误差向量 g 、共轭梯度方向 p ，迭代次数的初始值 $n=1$ ；

(3) 设定最大迭代次数 n_{\max} 和误差向量范围参数 ε ；

(4) 进行信道估计的下述计算：

① 迭代步长 $\alpha(n) = \frac{g(n-1)^T g(n-1)}{p(n)^T R(n) p(n)}$ ；

② 加权向量 $w(n) = w(n-1) + \alpha(n)p(n)$ ；

③ 误差向量 $g(n) = g(n-1) - \alpha(n)R(n)p(n)$ ；

④ 共轭梯度方向 $p(n) = g(n) + \frac{g(n)^T g(n)}{g(n-1)^T g(n-1)} p(n-1)$ ；

⑤ 迭代次数 $n=n+1$ ；

(5) 如果 n 小于预先给定的最大迭代次数 n_{\max} ，而且误差向量 $\|g(n)\| > \varepsilon$ ，则返回上述步骤 (4) 继续进行迭代计算，否则继续以下步骤：

(6) 将经过上述步骤 (4) 的有限步迭代得到的加权向量 $w(n)$ 作为信道估计值进行输出，即信道估计 $\hat{h} = w(n)$ ；

其中： T 表示相应向量或矩阵的转置。

2、根据权利要求1所述的基于已知时延的信道估计方法，其特征在于：所述初始化以下参数是将参数自相关矩阵 R 初始化为 $R = G^H G$ 、互相关向量 b 初始化为 $b = G^H e$ 、加权向量 w 初始化为 $w(0) = \hat{h}_{mf}$ 、误差向量 g 初始化为 $g(0) = b - R w(0)$ 、共轭梯度方向 p 初始化为 $p(1) = g(0)$ ；

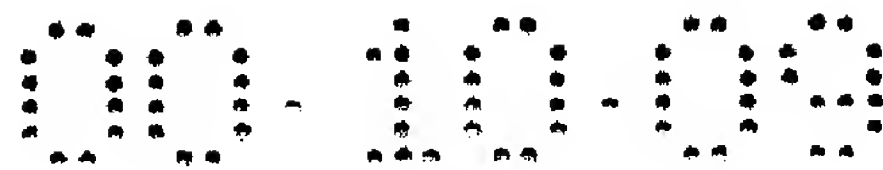
其中： H 表示相应矩阵的共轭转置， \hat{h}_{mf} 为匹配滤波器的输出，

e 为接收信号。

3、根据权利要求1所述的基于已知时延的信道估计方法，其特征在于，所述初始化以下参数是将参数自相关矩阵 R 初始化为 $R = G^H G$ 、互相关向量 b 初始化为 $b = G^H e$ 、加权向量 w 初始化为 $w(0) = 0$ 、误差向量 g 初始化为 $g(0) = b$ 、共轭梯度方向 p 初始化为 $p(1) = g(0)$ ；

其中： H 表示相应矩阵的共轭转置， e 为接收信号。

4、根据权利要求1所述的基于已知时延的信道估计方法，其特征在于：所述最大迭代次数 n_{\max} 为1至 N 之间的任意值，即： $1 \leq n_{\max} \leq N$ ，其中 N 为自相关矩阵 R 的维数；所述误差向量范围参数 ε 为大于0，且远远小于1的任意值，即： $0 < \varepsilon \ll 1$ 。

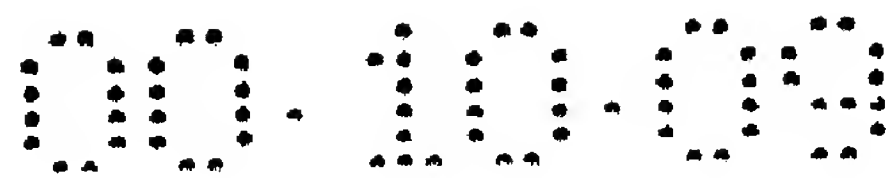


说明书

一种基于已知时延的信道估计方法

本发明涉及一种SCDMA（同步码分多址）系统中的信道估计方法，尤其是一种SCDMA系统中的基于已知时延的信道估计方法。

在现有的对同步CDMA系统信道估计的研究中，欧洲电信及相关技术论文集中第39至50页的题为“码分多址移动通信系统上行链路中基于联合检测的最优及次优信道估计方法”（“Optimum and Suboptimum Channel Estimation for Uplink of CDMA Mobile Radio System with Joint Detection”, ETT, Vol.5, No. 1, pp.39-50, jan-feb, 1994）提出了一种信道估计方案，其信道估计采用时延未知的联合检测的估计方法。由于用户的训练序列是由一个基本周期码推导得到的，这种特殊的构造方式使得基于最大似然准则的信道估计可以通过移位寄存器和复乘器来实现，硬件成本低。但是这种方法限定了所估计的用户信道的多径数目以及每一径的延时，例如，对于16个用户的系统，所估计的信道数目限定为8径，这8径的延时依次为0，1，2，3，4，5，6，7个码片。由于实际通信环境的复杂和不可预知性，设定的用户信道的多径参数，即多径数目和延迟时间极有可能与实际情况不符合。如果按照上述方案进行信道估计，假定信道的时延数目大于真实信道的多径数目，那么可能出现把噪声误作为用户信息的情况；如果假定信道的时延数目小于真实信道的多径数目，那么就会丢失有些径的信息；由于假定的信道时延只能为整数个码片，但是真实信道延时极有可能为非整数个码片，而且可能为半个码片，显然假定信道与真实情况是不一致的，在这种情况下，这必然会导致信道估计模型的不准确，从而使得估计结果不准确，导致系统性能下降。



为解决上述问题，本发明的目的在于提供一种能提高信道估计准确度且效率较高的基于已知时延的信道估计方法。

为达到上述目的，本发明采用的技术方案是：一种基于已知时延的信道估计方法，该方法包括以下步骤：

- (1) 根据当前时隙的多径时延构造结构矩阵 G ；
- (2) 初始化以下参数：自相关矩阵 R 、互相关向量 b 、加权向量 w 、误差向量 g 、共轭梯度方向 p ，迭代次数的初始值 $n=1$ ；
- (3) 设定最大迭代次数 n_{\max} 和误差向量范围参数 ε ；
- (4) 进行信道估计的下述计算：
 - ① 迭代步长 $a(n) = \frac{g(n-1)^T g(n-1)}{p(n)^T R(n) p(n)}$ ；
 - ② 加权向量 $w(n) = w(n-1) + a(n)p(n)$ ；
 - ③ 误差向量 $g(n) = g(n-1) - a(n)R(n)p(n)$ ；
 - ④ 共轭梯度方向 $p(n) = g(n) + \frac{g(n)^T g(n)}{g(n-1)^T g(n-1)} p(n)$ ；
 - ⑤ 迭代次数 $n = n + 1$ ；
- (5) 如果 n 小于预先给定的最大迭代次数 n_{\max} ，而且误差向量 $\|g(n)\| > \varepsilon$ ，则返回上述步骤（4）继续进行迭代计算，否则继续以下步骤；
- (6) 将经过上述步骤（4）的有限步迭代得到的加权向量 $w(n)$ 作为信道估计值进行输出，即信道估计 $\hat{h} = w(n)$ ；

其中： T 表示相应向量或矩阵的转置。

由上述本发明采用的技术方案可以看出，为了获得与真实情况更为接近的多径模型，以提高信道估计的准确度，本发明的实质是在时延已知的情况下，利用共轭梯度法针对实时构造的表述时延的结构矩阵进行信道估计。由于信道的时延估计可以有较高的准确度，使得本发明获得的信道参数模型比假定信道更接近实际，因此本发明的信道估计方法能够提高信道估计的准确度。

由于本发明是在信道时延已知的情况下进行信道估计，真实的时延只能根据当前时隙接收到的数据实时来估计，因而结构矩阵 G 也必须实时的构造，因而通过对结构矩阵 G 直接求广义逆得到的无偏信道估计不可能预先脱机计算得到，只能在线地计算。但是求高维矩阵的广义逆的计算量很大，本发明采用的利用共轭梯度法可以避免上述矩阵求逆，同时又能够达到直接求逆的计算精度，因此本发明在时延已知的条件下，利用共轭梯度法来进行信道估计，在提高信道估计准确度的同时，仍具有较高的信道估计效率。

下面对本发明作进一步的说明。

首先结合时分同步码分多址（TD-SCDMA）系统对本发明作详细描述。

假定系统中有 K 个无线用户，同时假定每个用户信道的复脉冲响应为：

$$h^{(k)} = [h_1^{(k)}, h_2^{(k)} \dots h_W^{(k)}]^T, \quad k = 1 \dots K,$$

其长度为 W 。将 K 个用户的信道响应写为向量形式：

$$h = [h^{(1)T}, h^{(2)T} \dots h^{(K)T}]^T,$$

未知信道系数的总共数目为：

$$U = KW,$$

第 k 个用户的训练序列码为：

$$m^{(k)} = [m_1^{(k)}, m_2^{(k)} \dots m_{L+W-1}^{(k)}]^T, \quad k = 1 \dots K.$$

由于假定信道冲激响应的长度为 W ，接收信号中的最初的 $W-1$ 个采样数据受其它序列的延时信号的影响，因此，每个中间导频码（midamble码）的最初的 $W-1$ 个元素并不用于信道估计。由训练序列本身唯一确定的接收信号仅仅有 L 个元素。设相应的接收信号为：

$$e = [e_1, e_2 \dots e_L]^T.$$

根据 $m^{(k)} = [m_1^{(k)}, m_2^{(k)} \dots m_{L+W-1}^{(k)}]^T, \quad k = 1 \dots K$ 中的训练序列 $m^{(k)}$ ，构造 $L \times W$ 的

矩阵为:

$$G^{(k)} = (G_{ij}^{(k)}), k = 1 \dots K,$$

其中:

$$G_{ij}^{(k)} = m_{W+i-j}^{(k)}, i = 1 \dots L; j = 1 \dots W,$$

即:

$$G^{(k)} = \begin{bmatrix} m_W^{(k)} & m_{W-1}^{(k)} & \dots & m_1^{(k)} \\ m_{W+1}^{(k)} & m_W^{(k)} & \dots & m_2^{(k)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ m_{W+L-1}^{(k)} & m_{W+L}^{(k)} & \dots & m_L^{(k)} \end{bmatrix}$$

从而 $L \times U$ 的结构矩阵 G 为:

$$G = [G^{(1)}, G^{(2)} \dots G^{(K)}] .$$

记零均值的加性平稳噪声为:

$$n = [n_1, n_2 \dots n_L]^T ,$$

则接收信号可以表示为:

$$e = Gh + n ,$$

因而信道估计的问题实际上就相当于已知式 $e = Gh + n$ 中的 G, e , 求出 h 的过程。

如果用 R_n^{-1} 表示式 $n = [n_1, n_2 \dots n_L]^T$ 中的噪声协方差矩阵的逆, 则无偏估计的信道估计矩阵为:

$$M = (G^* R_n^{-1} G)^{-1} G^* R_n^{-1} ,$$

从而信道 h 的最大似然估计为:

$$\hat{h} = Me .$$

假设噪声的协方差矩阵满足 $R_n = E\{nn^*T\} = \sigma^2 I$,

从而式 $M = (G^* R_n^{-1} G)^{-1} G^* R_n^{-1}$ 为 $M = (G^* G)^{-1} G^* T$ 。

利用式 $M = (G^* G)^{-1} G^* T$ 得到的信道估计

$$\hat{h} = (G^* G)^{-1} G^* T e$$

是无偏估计, 同时也为最小二乘估计。

一旦给出了矩阵 G , 信道估计便可以通过式 $\hat{h} = (G^* G)^{-1} G^* T e$ 求得。

但是，这里假定的模型通常与真实的多径模型是不一致的，或是多径数目不符合，或是多径的延迟时间有偏差，这必然会降低信道估计准确度，影响系统的整体接收性能。

为了解决这个问题，提高信道估计的准确度，信道估计应该在时延已知的情况下进行。但是，为了获得与真实情况更为接近的多径模型，必须实时估计出当前时隙的多径时延，从而矩阵 G 必须根据估计的多径时延实时地构造，这样一来，每个时隙都必须进行高阶矩阵的求逆运算，为了降低运算量，利用共轭梯度法来进行信道估计，既可以避免矩阵求逆，同时又能够达到直接求逆的效果。具体实施步骤如下：

(1) 根据当前时隙的多径时延构造结构矩阵 G ；

(2) 初始化以下参数，即：初始化自相关矩阵 $R = G^H G$ 、互相关向量 $b = G^H e$ 、加权向量 $w(0) = 0$ 、误差向量 $g(0) = b$ 、共轭梯度方向 $p(1) = g(0)$ ，迭代次数的初始值 $n = 1$ ；

(3) 设定最大迭代次数 n_{\max} 和误差向量范围参数 ε ；

(4) 进行信道估计的下述计算：

① 迭代步长 $a(n) = \frac{g(n-1)^T g(n-1)}{p(n)^T R(n) p(n)}$ ；

② 加权向量 $w(n) = w(n-1) + a(n)p(n)$ ；

③ 误差向量 $g(n) = g(n-1) - a(n)R(n)p(n)$ ；

④ 共轭梯度方向 $p(n) = g(n) + \frac{g(n)^T g(n)}{g(n-1)^T g(n-1)} p(n-1)$ ；

⑤ 迭代次数 $n = n + 1$ ；

(5) 如果 n 小于预先给定的常数 n_{\max} ，而且 $\|g(n)\| > \varepsilon$ ，则返回上述步骤(4)继续进行迭代计算，否则继续以下步骤；

(6) 将经过上述步骤(4)的有限步迭代得到的加权向量 $w(n)$ 作为信道估计值进行输出，即信道估计 $\hat{h} = w(n)$ 。

其中： H 表示相应矩阵的共轭转置， e 为接收信号， T 表示相应向量或矩阵的转置。

上面所述步骤（1）是必须首先完成的，（2）、（3）并不具有必然的顺序关系。

为了提高上述方法的效率，所述加权向量的初始值 $w(0)$ 可以设置为匹配滤波器的输出 \hat{h}_{mf} ，即： $w(0) = \hat{h}_{mf}$ ，误差向量的初始值 $g(0)$ 为互相关向量 b 的初始值与互相关矩阵 R 的初始值乘以加权向量 $w(0)$ 的初始值的差，即： $g(0) = b - R w(0)$ ，其余初始条件的设置不变。此种作法先利用传统的匹配滤波器进行信道估计，估计值为 \hat{h}_{mf} ，然后利用共轭梯度算法对这个值 \hat{h}_{mf} 进行修正，因此能加快本发明中的迭代运算的收敛速度，因而能提高本发明的信道估计效率。

上面所述最大迭代次数 n_{\max} 可以根据系统允许的时间长短灵活设定，具体可为为1至 N 之间的任意值，即： $1 \leq n_{\max} \leq N$ ，其中 N 为自相关矩阵 R 的维数，误差向量范围参数 ε 应设定为大于0，且远远小于1的任意值，即： $0 < \varepsilon \ll 1$ 。

下面以本发明应用在TD-SCDMA系统中进一步阐述本发明。

根据协议TS_C102 V3.2.0版本，用户训练序列即midamble码有144个码片长度，设第 k 个用户的训练序列码为

$$m^{(k)} = [m_1^{(k)}, m_2^{(k)} \dots m_{144}^{(k)}]^T, \quad k = 1 \dots K$$

假设每个码片时间长度 T_c ，估计出的时延为 $\{0, 0.5T_c, 1T_c, 1.5T_c, 2T_c, 3T_c\}$ ，接收段数据的过采样率为2，即采样周期从 T_c 变为 $T_c/2$ 。为了实现0.5个码片的时延，我们将在过采样数据的基础上进行信道估计。用于信道估计的用户训练符号应该是由训练序列本身唯一确定的接收信号，因此，受到延迟的数据符号干扰的前 wT_c 时间内的训练序列将被舍弃。由于用户训练序列的总长度为144个码片长度，因此可以用于信道估计的用户训练符号很多，但是我们可以只选取其中的一部分，假定我们用如上所述的接收信号进行信道估计，从 wT_c 时刻开始的训练序列接收波形 $r(t)$ ，经过如上

过程采样得到的用于信道估计的序列 $e = [e_0, e_1 \dots e_{2N-1}]^T$ ，其中， $e_k = r(kT_c/2)$ 。矩阵 G 可以构造如下：

$$G^{(k)} = \begin{bmatrix} m_W^{(k)} & m_{W-1}^{(k)} & m_{W-1}^{(k)} & m_{W-2}^{(k)} & m_{W-2}^{(k)} & m_{W-3}^{(k)} \\ m_W^{(k)} & m_W^{(k)} & m_{W-1}^{(k)} & m_{W-1}^{(k)} & m_{W-2}^{(k)} & m_{W-3}^{(k)} \\ m_{W+1}^{(k)} & m_W^{(k)} & m_W^{(k)} & m_{W-1}^{(k)} & m_{W-1}^{(k)} & m_{W-2}^{(k)} \\ m_{W+1}^{(k)} & m_{W+1}^{(k)} & m_W^{(k)} & m_W^{(k)} & m_{W-1}^{(k)} & m_{W-2}^{(k)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ m_{W+N-2}^{(k)} & m_{W+N-2}^{(k)} & m_{W+N-3}^{(k)} & m_{W+N-3}^{(k)} & m_{W+N-4}^{(k)} & m_{W+N-5}^{(k)} \\ m_{W+N-1}^{(k)} & m_{W+N-2}^{(k)} & m_{W+N-2}^{(k)} & m_{W+N-3}^{(k)} & m_{W+N-3}^{(k)} & m_{W+N-4}^{(k)} \\ m_{W+N-1}^{(k)} & m_{W+N-1}^{(k)} & m_{W+N-2}^{(k)} & m_{W+N-2}^{(k)} & m_{W+N-3}^{(k)} & m_{W+N-4}^{(k)} \end{bmatrix}$$

然后，将下述参数初始化，即：初始化自相关矩阵 $R = G^H G$ 、互相关向量 $b = G^H e$ 、加权向量 $w(0) = 0$ 、误差向量 $g(0) = b$ 、共轭梯度方向 $p(1) = g(0)$ ，迭代次数的初始值 $n = 1$ ，以及设定下述计算所需的最大迭代次数 n_{\max} 和误差向量范围参数 ε ，接着进行信道估计的下述计算：

当满足条件 $n \leq n_{\max}$ 且 $\|g(n)\| > \varepsilon$ 时，计算：

- { ① 迭代步长 $\alpha(n) = \frac{g(n-1)^T g(n-1)}{p(n)^T R(n) p(n)}$ ；
- ② 加权向量 $w(n) = w(n-1) + \alpha(n) p(n)$ ；
- ③ 误差向量 $g(n) = g(n-1) - \alpha(n) R(n) p(n)$ ；
- ④ 共轭梯度方向 $p(n) = g(n) + \frac{g(n)^T g(n)}{g(n-1)^T g(n-1)} p(n-1)$ ；
- ⑤ 迭代次数 $n = n + 1$ ； }

最后得到通过上述有限步迭代得到的加权向量 $w(n)$ 作为信道估计值进行输出，即信道估计 $\hat{h} = w(n)$ 。

为了提高本发明的信道估计效率，初始条件的 $w(0)$ 也可以设置为匹配滤波器的输出 \hat{h}_{mf} ，然后利用共轭梯度算法对该值 \hat{h}_{mf} 进行修正。 n_{\max} 的数值可以根据系统允许的时间的长短灵活设定。假设自相关矩阵 R 的维数为 $N \times N$ 维，则 n_{\max} 的确定范围为 $1 \leq n_{\max} \leq N$ 。

此时，加权向量的初始值设置为 $w(0) = \hat{h}_{mf}$ ，误差向量的初始值设置为 $g(0) = b - R w(0)$ ，其余初始条件的设置不变。

本发明可以适用于各种移动通信系统，并提供准确度较高的信道估计。